



⑩
⑪
⑫
⑬
⑭

Offenlegungsschrift 1 591 300

Aktenzeichen: P 15 91 300.5 (M 76557)

Anmeldetag: 12. Dezember 1967

Offenlegungstag: 20. August 1970

⑮
⑯
⑰
⑱
⑲

Ausstellungsriorität: —

Unionspriorität

Datum: —

Land: —

Aktenzeichen: —

⑳
㉑
㉒
㉓
㉔

Bezeichnung: Antennenverstärker

Zusatz zu: —

Auscheidung aus: —

Anmelder: Meinke, Dr. Hans H., 8035 Gauting;
Lindenmeier, Dr.-Ing. Heinz, 8000 München

Vertreter: —

㉕

Als Erfinder benannt: Erfinder ist der Anmelder

Benachrichtigung gemäß Art. 7 § 1 Abs. 2 Nr. 1 d. Ges. v. 4. 9. 1967 (BGBl. I S. 960): 8. 6. 1969

Antennenverstärker

Wenn zwischen Antenne und Empfänger eine längere Leitung liegt und das Eigenrauschen des Empfängers ein wesentlicher Bestandteil des Gesamttrauschens der Empfangsanlage ist, kann man in bekannter Weise das Signal-Rauschverhältnis der Empfangsanlage dadurch verbessern, daß man zwischen Antenne und Leitung einen Vorverstärker einfügt. Hierbei wird die Verschlechterung des Signal-Rauschverhältnisses der Anlage durch die Leistungsdämpfung aufgehoben. Wenn dieser Vorverstärker ein geringeres Rauschen hat als die Eingangsstufe des Empfängers, wird dadurch das Signal-Rauschverhältnis der Empfangsanlage nochmals verbessert. Der optimale Vorverstärker muß also so gebaut sein, daß

1. zwischen den Ausgangsklemmen der Antenne und den Eingangsklemmen des Eingangstransistors keine verlusterzeugenden Schaltelemente liegen, d.h. die Eingangsklemmen des Transistors direkt an die Anschlußklemmen der Empfangsantenne angeschlossen werden,
2. der Transistor in einem Zustand kleinsten Eigenrauschens betrieben wird, was neben der Einstellung passender Transistorgleichströme besonders davon abhängt, daß die Antenne als die dem Transistor speisende Quelle einen zum Transistor passenden Innenwiderstand hat. Dies nennt man Rauschanpassung.

Ein solcher optimaler Vorverstärker, der als integrierter Antennenverstärker bezeichnet wird, ist durch die vorliegende Erfindung geschaffen worden. Die durch ihn erzielte Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses von Empfangsanlagen ist an zahlreichen Anlagen experimentell bestätigt worden.

Ein nahezu gleiches Prinzip ist auch für Sendeantennen anwendbar. Die Leistung, die eine Sendeantenne ausstrahlt, ist gleich der vom Endstufentransistor erzeugten Leistung abzüglich derjenigen Leistung, die auf Leitungen und in Schaltelementen zwischen Transistor und Antenne verloren geht. Der optimale Endstufenverstärker besteht daher aus einem Transistor, dessen Ausgangsklemmen direkt an die Antenne angeschlossen werden, so daß keine Ver-

luste durch zwischengeschaltete Elemente entstehen. Hinzu kommt, daß der Endstufentransistor maximale Leistung nur für eine bestimmte, komplexe Impedanz seines Lastwiderstandes abgibt. Die Antenne muß daher so gebaut sein, daß sie zwischen ihren Eingangsklemmen denjenigen Impedanzwert aufweist, den der Transistor als optimalen Lastwiderstand verlangt, um maximale Nutzleistung zu erzeugen.

Was im folgenden für Transistoren erörtert wird, gilt naturgemäß in gleicher Weise für alle ähnlich wirkenden elektronischen Bauelemente, die man als gesteuerte Elemente mit Dreipolcharakter bezeichnen kann, z.B. Hochvakuum-Elektronenröhren.

Fig.1 gibt ein Prinzipbild einer Empfangsanlage mit integriertem Antennenverstärker. Die Empfangsantenne wirkt als Spannungsquelle, deren Urspannung aus der empfangenen Welle stammt, und die einen komplexen Innenwiderstand Z_A hat. Z_A ist der komplexe Widerstand der Antenne, gemessen zwischen Klemmen 1 und 2, an die Basis und Emitter des Transistors angeschlossen werden. Der Transistor T ist direkt an die Antenne angeschlossen, an seinem Kollektorausgang liegt der eigentliche Empfänger E, einschließlich etwaiger Speiseleitungen und Anpassungsnetzwerke.

Die Antenne empfängt eine Signalleistung P_S . Sie fügt aber auch eine Rauschleistung P_{N1} hinzu, die teils aus dem Außenraum als atmosphärische Störung im allgemeinsten Sinn empfangen wird, teils in der Antenne selbst als Rauschen ihrer Verlustwiderstände entsteht. Der direkt an die Klemmen der Antenne angeschlossene Transistor fügt eine Rauschleistung P_{N2} hinzu, die man sich in der Basis-Emitterstrecke entstanden denken kann. Diese 3 Leistungen werden durch den Transistor um den Faktor V_p verstärkt, wobei V_p der Leistungsverstärkungsfaktor ist. Am Kollektorausgang des Transistors kommt die Rauschleistung P_{N3} hinzu, die teils aus dem Kollektorgleichstrom, teils aus Wirkwiderständen auf der Kollektorseite stammt. Der anschließende Empfänger fügt weiteres Rauschen hinzu, das man üblicherweise formal so beschreibt, als ob am Empfängereingang seitens des Empfängers eine Rauschleistung P_{N4} zugefügt wird. Das Signal-

Rauschverhältnis der Gesamtanlage beträgt dann, bezogen auf den Empfängereingang,

$$\frac{P_s \cdot V_p}{(P_{N1} + P_{N2}) \cdot V_p + (P_{N3} + P_{N4})} = \frac{P_s}{P_{N1} + P_{N2} + \frac{P_{N3} + P_{N4}}{V_p}} \quad (1)$$

P_{N1} , P_{N3} und P_{N4} sind Größen, die weitgehend als nicht beeinflussbar anzusehen sind, da Regeln für die beste Gestaltung dieser Größen längst bekannt sind und allgemein verwendet werden. Jedoch kann man P_{N2} und V_p noch zweckmäßig dimensionieren. Um optimales Signal-Rauschverhältnis zu schaffen, muß einerseits V_p möglichst groß sein, andererseits P_{N2} möglichst klein sein. Beide Größen hängen wesentlich von der Impedanz Z_A der Antenne in Fig.1 ab, die im Basisstromkreis des Transistors liegt. Dass eine Impedanz im Basisstromkreis die Rauschleistung P_{N2} des Transistors wesentlich beeinflusst, ist bekannt. Aber auch der Verstärkungsfaktor V_p hängt von Z_A ab, weil die Anpassung zwischen dem Innenwiderstand der Quelle und dem Eingangswiderstand des Transistors die Steuerspannung des Transistors bestimmt.

Kleinstes P_{N2} und größtes V_p sind nicht mit dem gleichen Z_A zu erreichen. Das günstigste Z_A ergibt sich daher aus einem Kompromiss, der entweder errechnet werden kann, falls das Ersatzbild des betreffenden Transistortyps hinsichtlich Signalübertragung und Rauschen vollständig bekannt ist, oder aber in einfacher Weise durch das in Fig.2 dargestellte Meßverfahren festgelegt werden kann. Die Antenne der Fig.1 ist hierbei ersetzt durch einen geeichten Rauschgenerator R , bestehend aus einer Rauschstromquelle und einem parallelen Wirkwiderstand. Durch ein vorgeschaltetes, verlustarmes Netzwerk aus einstellbaren Blindwiderständen kann der Innenwiderstand des Rauschgenerators in jeden gewünschten komplexen Wert Z_A zwischen den Klemmen 1 und 2 transformiert und dort auch gemessen werden. Durch Ändern des Rauschstroms im Rauschgenerator

kann dann in bekannter Weise die Rauschzahl der Gesamtanlage und ihre Abhängigkeit von $Z_A = R_A + jX_A$ gemessen werden. In ebenfalls bekannter Weise kann man statt der Rauschzahl auch die äquivalente Rauschtemperatur der Gesamtanlage, bezogen auf die Klemmen 1 und 2, angeben.

Fig.3 zeigt das Ergebnis solcher Berechnungen oder Messungen, dargestellt in der komplexen Widerstandsebene. Es gibt einen optimalen Wert des Z_A , genannt $Z_{A\text{opt}}$, für den die äquivalente Rauschtemperatur der Anlage ein Minimum ist. Die Linien konstanter Rauschtemperatur in der Impedanzebene sind Kreise, wie sie in Fig.3 gezeichnet sind. Mit wachsendem Abstand von $Z_{A\text{opt}}$ nimmt die Rauschtemperatur zu. Ein solches Temperaturdiagramm ist etwas frequenzabhängig, jedoch nicht sehr frequenzabhängig, so daß man bei Antennen mit kleiner Bandbreite dieses Diagramm für die Mittenfrequenz des Frequenzbandes mißt und es näherungsweise innerhalb des Frequenzbandes als frequenzunabhängig ansehen kann. Das Temperaturdiagramm ist für jeden Transistorotyp verschieden und gesondert herzustellen.

Legt man zwischen die Klemmen 1 und 2 (Fig.2) eine wirkliche Antenne, so ist Z_A die gegebene, frequenzabhängige Impedanz dieser Antenne. Zeichnet man diese Z_A -Kurve in Fig.3 ein, so kann man in einem gewissen Frequenzbereich von ungefähr $\pm 30\%$ beiderseits der Mittenfrequenz die Rauschtemperatur der Anlage mit Hilfe der Kreise konstanter Rauschtemperatur aus dem Kreisdiagramm der Mittenfrequenz ablesen und beispielsweise auch erkennen, wie weit man sich dem optimalen Wert genähert hat.

Der Grundgedanke der vorliegenden Erfindung besteht darin, einen Transistor vorgegebenen Typs direkt an eine solche Antenne anzuschließen, die bei der Mittenfrequenz eine Eingangs-impedanz Z_A hat, die dem Wert $Z_{A\text{opt}}$ gleicht oder ihm zumindest so nahe kommt, daß die Anlage sich der optimalen Rauschtemperatur mit einer für die praktische Anwendung ausreichenden Genauigkeit annähert. Die durchgeföhrten Versuche zeigen, daß durch Anwendung dieser Regel eine erhebliche Verbesserung des

Signal-Rauschverhältnisses im Vergleich zu heute üblichen Empfangsanlagen erreicht wird.

Bei einer Sendeantenne findet man ähnliche Verhältnisse, die in Fig.4 dargestellt sind. Anstelle des Rauschgenerators der Fig.2 liegt hier ein geeichter Leistungsmesser L , dessen Eingang ein Wirkwiderstand ist. Dieser wird durch ein verlustarmes Netzwerk N in einen komplexen Widerstand Z_A transformiert, der zwischen den Klemmen 1 und 2 auftritt und dort gemessen wird. Der zu untersuchende Transistor T wird zwischen Basis und Emitter ausgesteuert durch einen mit S bezeichneten Sender, wobei in S auch eine Speiseleitung zwischen Sender und Antenne und ggf. Anpassungsnetzwerke enthalten sein können. Der Transistor speist seine Ausgangsleistung auf der Kollektorseite direkt in den Belastungswiderstand Z_A . Bei gegebener Aussteuerung der Basisseite wird die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von Z_A gemessen. Es ergibt sich ein Z_A^{opt} , das größte Ausgangsleistung erzeugt. Um dieses Z_A^{opt} herum gibt es in Analogie zu Fig.3 Kurven konstanter Ausgangsleistung, so daß durch ein solches Leistungsdiagramm die Ausgangsleistung in Abhängigkeit von Z_A voll beschrieben wird. Wenn man entsprechend der Erfindung den Transistor direkt an die Antenne anschließen will, wird man eine Antenne verwenden, deren Eingangswiderstand dem optimalen Wert Z_A^{opt} gleich oder hinreichend genau angenähert ist. Eine solche Kombination von Antenne und Transistor ergibt optimale ausgestrahlte Leistung.

Die Kurven konstanter Ausgangsleistung der Sendeantennen sind nicht genau Kreise, weil der Transistor bei Aussteuerung mit größeren Amplituden eine gewisse Nichtlinearität zeigt. Jedoch macht man keinen ins Gewicht fallenden Fehler, wenn man die Kurven konstanter Ausgangsleistung näherungsweise durch Kreise ersetzt. Da das System dieser Kreise konstanter Wirkleistung der transistorisierten Sendeantenne und das System der Kreise konstanter Rauschtemperatur der transistorisierten Empfangsantenne nach ähnlichen mathematischen Gesetzen aufgebaut ist, kann mit Hilfe eines solchen Kreisdiagramms im fol-

genden Sendeantenne und Empfangsantenne in gleicher Weise behandelt werden.

Da Transistoren stets eine Eigenkapazität haben, hat das Z_{Aopt} im Empfangsfall stets eine induktive Komponente, wie dies in Fig.3 gezeichnet ist. Man muß daher Antennen verwenden, die im gewünschten Frequenzbereich eine Impedanz Z_A mit induktiven Komponenten besitzen. Bei der Auswahl der Antennenform ist ein besonderer Vorteil dann zu erwarten, wenn die Antenne selbst sehr verlustarm ist und die empfangene Signalleistung durch eigene Verluste nicht meßbar schwächt. Solche Verlustarmut wird nur durch sehr einfache Antennenformen erreicht. Durch geeigneten Aufbau der Antenne muß dafür gesorgt werden, daß sowohl die induktive Komponente wie auch die Wirkkomponente des Z_A bei der Betriebsfrequenz auf die geforderten Werte einstellbar sind und eingestellt werden.

Beispielsweise kann man wie in Fig.5a einen Monopol über einer leitenden Grundebene verwenden, dessen Höhe h zwischen einer Viertelwellenlänge und einer halben Wellenlänge liegt. Dieser hat in Abhängigkeit von der Frequenz einen Z_A -Verlauf wie er in Fig.3 gezeichnet ist. Durch Variation der Länge h kann man bei einer Frequenz die induktive Komponente des Z_A auf den für Z_{Aopt} geforderten Wert einstellen. In diesem Fall wird man bevorzugt die Dicke d des Monopols zur Einstellung der Wirkkomponente des Z_A verwenden, da für solche Monopole, die länger als eine Viertelwellenlänge sind, die Wirkkomponente stark von der Dicke des Monopols abhängt. Die Zuleitung zum dritten Anschluß des Transistors T kann dann wie in Fig.5a durch die leitende Ebene hindurch erfolgen.

Während ein Monopol nach Fig.5a wegen der geforderten Länge größer als eine Viertelwellenlänge sein wird und daher für niedrigere Frequenzen weniger geeignet ist, kann man kleinere Antennen erhalten, wenn man der Antenne Schleifenform wie in Fig.5b gibt. Die Wirkkomponente und Blindkomponente des Z_A kann man durch passende Wahl der Drahtlänge und der Drahtstärke der Schleife auf den Wert Z_{Aopt} einstellen. Eine Abart der Schleifenan-

tenne ist der gefaltete Monopol der Fig. 5c, bei dem der Abstand a der Drähte wesentlich kleiner als die Höhe h ist. Durch zweckmäßige Wahl von h und a , d.h. durch Messen des Antennenwiderstandes Z_A zwischen den Klemmen 1 und 2 in Abhängigkeit von a und h , kann man Z_A auf den Wert $Z_{A\text{opt}}$ einstellen.

Während h in der Anordnung von Fig.5c nur wenig kürzer als eine Viertelwellenlänge ist, kann man h bei einem kapazitiv belasteten Faltmonopol nach Fig. 5d auch nennenswert kürzer gestalten.

Bei symmetrischen Antennen, z.B. bei einer symmetrischen Schleife nach Fig.6a oder bei einem Faltdipol nach Fig.6b oder einem kapazitiv belasteten Faltdipol nach Fig.6c wird der Transistor in der Mitte des in Fig.6 rechts liegenden Antennenleiters an den Klemmen 1 und 2 angeschlossen und die Zuleitung zum Punkt 3 des Transistors koaxial durch das Innere des Faltdipols geführt, wobei die koaxiale Zuleitung im Dipol am Mittelpunkt des in Fig.6 links liegenden Antennenleiters herausgeführt ist. Damit die aus der Antenne am Punkt 4 herausgeführte Zuleitung frei von Mantelwellen ist, muß die gesamte Anordnung symmetrisch zum Anschlußpunkt 4 der Zuleitung sein. Daher muß der zwischen 1 und 2 liegende Anschlußschlitz genau in der Mitte des rechten Antennenleiters liegen. Von diesem spannungsführenden Schlitz aus baut sich dann das elektrische Feld der Antenne auf. Mit Hilfe von Fig.7 wird gezeigt, daß die Antenne auch völlig symmetrisch in ihrer Stromverteilung bleibt, obwohl der zwischen 1 und 2 angeschlossene Transistor kein symmetrisches Gebilde ist. Fig.7 zeigt die unmittelbare Umgebung des Transistors T in der Antenne für den Sendefall. In den Anschluß 1 der Antenne hinein fließt aus dem Transistor der Kollektorstrom i_c . Aus dem Anschluß 2 der Antenne in den Transistor hinein fließt der Emitterstrom i_E . Aus dem Transistor heraus fließt der Basisstrom i_B in den Innenleiter 3 der koaxialen Zuleitung. Damm fließt dort ein Strom i_B gleicher Größe, aber entgegengesetzter Richtung auf dem Außenleiter der koaxialen Leitung. Der Außenleiter der koaxialen Leitung ist die Innenseite des rohrförmigen Antennenleiters. Da wegen des Skineffekts das Innere der Leiter stromfrei ist, tritt

1591300

der Strom i_B am Ende der Koaxialleitung von der Innenseite des rohrförmigen Antennenleiters auf die Außenseite in der in Fig.7 gezeichneten Richtung über. Auf dem unteren Teil des Außenleiters fließt dann resultierend der Strom $i_E - i_B$, von unten nach oben. Da $i_E - i_B = i_C$ ist, fließt über den Schlitz zwischen 1 und 2 resultierend der Strom i_C von unten nach oben. Die Tatsache, daß i_E und i_B verschieden sind, tritt also nicht in Erscheinung, sondern i_C bestimmt das im Außenraum der Antenne entstehende magnetische Feld.

Kennt man in Fig.3 Z_A als Funktion der Frequenz, so kann man aus den Diagrammkreisen für jede Frequenz die Wirkleistung im Sendefall, bzw. die Rauschtemperatur oder das Signal-Rauschverhältnis im Empfangsfall ablesen. Man erhält für die Wirkleistung bzw. das Signal-Rauschverhältnis eine Resonanzkurve, wie sie in Fig.8, Kurve 1, gezeichnet ist. In vielen Fällen kann es erwünscht sein, eine größere Bandbreite der Resonanzkurve zu erhalten. Ferner ist es stets vorteilhaft, möglichst steile Flanken der Resonanzkurve zu erhalten. Steile Flanken verbessern im Sendefall die Unterdrückung der unerwünschten Harmonischen, die im Kollektorstrom des Transistors bei Aussteuerung mit großen Amplituden enthalten sind und nicht ausgestrahlt werden dürfen. Steile Flanken vermindern im Empfangsfall die Kreuzmodulation durch Sendefrequenzen, die außerhalb des gewünschten Frequenzbandes liegen.

Größere Bandbreite und steilere Flanken erhält man, wenn man Antennen verwendet, deren Z_A -Kurve in der Umgebung der mittleren Betriebsfrequenz in der komplexen Widerstandsebene in Abhängigkeit von der Frequenz eine Schleife durchläuft, wie sie in Fig.9 gezeichnet ist. Bekannte Beispiele für Antennen mit solchen Impedanzschleifen sind die gefalteten Monopole der Fig.5c und d und die gefalteten Dipole der Fig.6. Erfindungsgemäß wird diese Impedanzschleife durch Variation der Antennendimensionen so gelegt, daß der Punkt $Z_{A\text{opt}}$ in der Spitze der Schleife liegt, wie dies in Fig.9 gezeichnet ist. Man erhält dann eine Resonanzkurve wie Fig.8, Kurve 2, weil in der Umgebung der Schleifenspitze die Frequenzabhängigkeit

009834/0337

des Z_A kleiner ist als bei Antennen mit schleifenlosen Z_A -Kurven, wie eine in Fig.3 gezeichnet ist. Andererseits ist die Frequenzabhängigkeit des Z_A bei Schleifenkurven außerhalb der Z_A -Schleife größer als im einfachen Fall der Z_A -Kurve der Fig.3. Wenn noch größere Bandbreite gewünscht wird, legt man die Z_A -Kurve wie in Fig.10 so, daß der Kreuzungspunkt der Z_A -Schleife im Punkt $Z_{A\text{opt}}$ liegt. Man erhält dann für 2 Frequenzen die optimale Antenne und eine Resonanzkurve wie in Fig.8, Kurve 3. Man kann hier sinngemäß die Regeln anwenden, wie sie in H. Meinke, Einführung in die Elektrotechnik höherer Frequenzen, Bd.1, 2. Auflage in Abschn. III.4, insbesondere Abb.124, Abb.131 und Abb.133 angegeben sind. Eine Z_A -Schleife entsteht immer dann, wenn zwei Resonanzgebilde existieren und ihre Ströme miteinander gekoppelt sind. Bei den bereits erwähnten gefalteten Monopolen und Dipolen besteht der eine Resonanzkreis aus der Leitung, die die beiden Leiter A und B der Antenne (Fig.11) miteinander bilden (Gegentaktkreis). Der zweite Resonanzkreis ist die eigentliche Antenne, bestehend aus der Parallelschaltung der Leiter A und B zusammen mit den Endkapazitäten C (Gleichaktkreis). Eine hinreichend kleine Z_A -Schleife entsteht, wenn die Resonanzfrequenzen beider Resonanzgebilde dicht beinander liegen und die Kopplung nur etwas größer als die kritische Kopplung ist. Bei der Mittenfrequenz hat eine solche Resonanzkurve eine Einsattelung, deren Tiefe davon abhängt, wie groß die Z_A -Schleife ist, d.h. wie weit sich Z_A innerhalb der Z_A -Schleife von $Z_{A\text{opt}}$ entfernt. Durch geeignete Dimensionierung der Antenne muß erreicht werden, daß die beiden Punkte der Z_A -Kurve, bei denen sie durch den Punkt $Z_{A\text{opt}}$ geht, bei passend vorgeschriebenen Frequenzen innerhalb des gewünschten Betriebsfrequenzbereichs liegen. Ferner muß durch geeignete Dimensionierung der Antenne die Größe der Z_A -Schleife so gestaltet werden, daß die Einsattelung der Resonanzkurve bei der Mittenfrequenz ein gewisses, zulässiges Maß nicht unterschreitet. Man benötigt Antennen, bei denen viele Dimensionen variiert werden können, um so entsprechend vielfältige Variationen der Z_A -Kurve zu erreichen.

Bewährt haben sich hierfür Kapazitiv belastete, gefaltete Antennen wie in Fig.5d und Fig.6c, da hier neben der Antennenhöhe, der Stabdicke d und des Stababstandes a auch noch die Größe der Dachkapazität variiert werden kann. Bewährt hat sich ebenfalls die in Fig.11 dargestellte Möglichkeit, ein Dielektrikum zwischen die beiden Antennenstäbe zu legen. Die Ausstrahlung in den freien Raum wird dann weiterhin durch die Gesamthöhe h bestimmt; sie ist unabhängig von der Anwesenheit des Dielektrikums. Wohl aber beeinflußt das Dielektrikum die Leitung, die von den beiden Leitern A und B der Antenne gebildet wird und die am Entstehen des Z_A wesentlich beteiligt ist. Man kann also allgemein den Gegentaktkreis und den Gleichaktkreis der gefalteten Antenne unabhängig voneinander variieren und auch die Kopplung zwischen beiden Kreisen variieren. Weitere Variationsmöglichkeiten für den aus den Leitern A und B bestehenden Gegentaktkreis und für die Kopplung zwischen beiden Kreisen zeigt Fig.12, beispielsweise in Fig.12a durch Zusatzkapazitäten C_1 zwischen den Leitern und Fig.12b durch Querstege D zwischen den Leitern, in Fig.12c durch eine leitende Verkürzung, durch die die Gegentaktleitung kürzer als die Gleichtaktleitung wird, oder in Fig.12d durch Verwendung mehrerer paralleler Leiter, die gleichen oder ungleichen Abstand und /oder gleiche oder ungleiche Form haben können. Oder durch Kombination der genannten Maßnahmen. In jedem Fall geht es darum, zwei gekoppelte Resonanzgebilde zu schaffen und die Eigenschaften jedes Gebildes variieren zu können, wobei nun solche Maßnahmen vorteilhaft sind, bei denen die Verluste der Antenne extrem klein bleiben.

Zur Vereinfachung der Herstellung solcher Antennen ist es vorteilhaft, sie als gedruckte Schaltung auf isolierendem Untergrund auszuführen. Hierbei wird die koaxiale Zuleitung als Streifenleitung in bekannter Form ausgebildet. Wenn man bei gleichbleibender Resonanzfrequenz die Höhe der Antenne verkleinern will, kann man in an sich bekannter Weise die stromführenden Teile der Antenne als Spiralen ausbilden. Bei gedruckten Schaltungen wird man vorteilhaft Zickzackform oder Mäanderform verwenden.

Wenn man in Fig.13 Kurve 1 die Z_A -Schleife sehr groß macht, sie aber weiterhin zweimal durch Z_{Aopt} laufen läßt, ist die Einsattelung bei der Mittenfrequenz in der Kurve 1 der Fig.14 so tief, daß die Antenne zwei getrennte Betriebsfrequenzbereiche besitzt, die durch einen Sperrbereich getrennt sind. Derartige Antennen haben z.B. Bedeutung für den breitbandigen Fernsehempfang, bei dem Fernsehfrequenzen um 60 MHz herum und Fernsehfrequenzen um 200 MHz herum durch einen dazwischenliegenden Frequenzbereich für UKW-Hörrundfunk getrennt sind und Kreuzmodulation durch UKW-Hörrundfunksenden vermieden werden muß.

Wenn man die große Z_A -Schleife wie in Fig.13, Kurve 2, um den Punkt Z_{Aopt} in einem gewissen Abstand herumlegt, erhält man die Resonanzkurve 2 der Fig.14, die eine sehr große Bandbreite ohne größere Amplituden-Schwankungen besitzt, aber niemals den optimalen Zustand erreicht. Dies ist eine bevorzugte Methode, um große Bandbreiten zu erzeugen. Dieses Verfahren ist beispielsweise erfolgreich im Kurzwellenbereich, in dem ein sehr breites Frequenzband zur Verfügung steht (z.B. 3 bis 20 MHz). Bei diesen niedrigeren Frequenzen ist das atmosphärische Störgeräusch so groß, daß das Transistorrauschen der Antenne weniger bedeutsam ist und daher auch ein gewisses Opfer an Antennenrauschen zugunsten der Bandbreite gebracht werden kann.

Wenn der in Fig.13 und 14 dargestellte Vorgang für extrem große Frequenzbandbreiten angewendet werden soll, muß man beachten, daß Z_{Aopt} etwas frequenzabhängig ist. Z.B. wird dann die Impedanzschleife in Fig.13, Kurve 1 so gelegt, daß sie bei einer vorgeschriebenen Frequenz f_1 (Fig.14) durch den Wert Z_{Aopt} geht, der zur Frequenz f_1 gehört, und bei einer vorgeschriebenen Frequenz f_2 durch den Wert Z_{Aopt} geht, der zur Frequenz f_2 gehört. f_1 und f_2 sind dann diejenigen Frequenzen, bei denen die Sendeantenne maximale Leistung abstrahlt oder bei denen die Empfangsantenne bestes Signal-Rauschverhältnis hat. Wenn man das Kreisdiagramm des Transistors für die verschiedenen Frequenzen kennt, ist es für den Fachmann nicht schwierig, eine Z_A -Kurve zu finden, die den für die jeweilige Aufgabe geforderten Bedingungen entspricht.

Um nach Formel (1) das geringe Rauschen der optimierten Antenne voll ausnutzen zu können, muß V_p einen gewissen Mindestwert haben. Dies ist besonders wichtig, wenn der Empfänger stark rauscht, also P_{N4} sehr groß ist. Dies ist ferner wichtig, wenn zwischen Empfänger und Antenne eine längere Leitung und Anpassungsnetzwerke liegen, die nennenswerte Dämpfung besitzen. Diese Dämpfung vermindert dann das in der Anlage wirksam werdende V_p , weil V_p die Gesamtverstärkung zwischen Antennentransistor und Empfängereingang ist. Da das V_p eines auf kleinstes Rauschen eingestellten Transistors nicht sehr groß ist, wird dann zwischen dem bisher beschriebenen Transistor und die Ausgangsleitung ein zweiter, verstärkender Transistor geschaltet, um V_p zu vergrößern. Das Prinzip zeigt Fig.15 in einem Beispiel. Dieser Transistor wird vorzugsweise in Kollektorschaltung betrieben. Die bekannte, impedanztransformierende Wirkung der Kollektorschaltung wird dann auch dahingehend verwendet, den Ausgangswiderstand der Schaltung an den Wellenwiderstand des Ausgangskabels anzupassen.

Wenn man wie beispielsweise im Funkverkehr die Antenne abwechselnd zum Senden und zum Empfangen verwenden will, braucht man zwei umschaltbare Transistoren T_1 und T_2 in verschiedenen Armen der gefalteten Antenne, wie dies in Fig.16a für den unsymmetrischen Fall und in Fig.16b für den symmetrischen Fall gezeichnet ist. Fig. 16b zeigt ferner, wie die beiden Speiseleitungen verlegt und am Symmetriepunkt herausgeführt werden. Selbstverständlich können die hier beschriebenen gespeisten Einzelstrahler in bekannter Weise mit anderen gespeisten, oder/ und ungespeisten Strahlern und / oder spiegelnden Flächen zu Richtantennen kombiniert werden.

Patentansprüche

1. Kombination einer Antenne mit einem Transistor, dadurch gekennzeichnet, daß der Transistor am Fußpunkt der Antenne direkt ohne Anpassungsnetzwerk und ohne längere Zuleitungen zwischen die Eingangsklemmen der Antenne (bei unsymmetrischen Antennen über einer leitenden Fläche zwischen die leitende Fläche und die Eingangsklemme der Antenne, bei symmetrischen Antennen am symmetrischen Speisepunkt zwischen die symmetrischen Eingangsklemmen) geschaltet wird und die Antenne durch geeignete Wahl ihrer Form und ihrer Abmessungen so gestaltet ist, daß die Antenne im vorgeschriebenen Betriebsfrequenzbereich zwischen ihren Eingangsklemmen eine mit induktivem Phasenwinkel behaftete komplexe Impedanz Z_A besitzt, die gleich oder annähernd gleich der für den betreffenden Transistor optimalen Impedanz $Z_{A\text{opt}}$ ist, wobei im Falle der Sendeantenne Emitter und Kollektor des Transistors direkt an die Antenne angeschlossen werden und die optimale Impedanz $Z_{A\text{opt}}$ derjenige Belastungswiderstand des Kollektorkreises ist, für den der Transistor maximale Wirkleistung abgibt, oder wobei im Falle der Empfangsantenne Emitter und Basis direkt an die Antenne angeschlossen werden und die optimale Impedanz $Z_{A\text{opt}}$ derjenige Innenwiderstand der als Spannungsquelle wirkenden Empfangsantenne ist, bei dem die Empfangsanlage kleinste Rauschzahl (kleinste Äquivalente Rauschtemperatur) besitzt.
2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne ein Stabstrahler über einer leitenden Ebene ist und die Länge des Stabstrahlers zwischen einer Viertelwellenlänge und einer Halbwellenlänge liegt und die Fußpunktsimpedanz des Stabstrahlers durch passende Wahl der Stablänge und der Stabdicke auf den optimalen Wert $Z_{A\text{opt}}$ eingestellt wird.

3. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne eine Stromschleife über einer leitenden Ebene ist und die Fußpunktsimpedanz der Schleife durch passende Wahl der Länge und Dicke des Schleifendrahtes auf den optimalen Wert z_{Aopt} eingestellt wird.
4. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Antenne ein gefalteter Monopol ohne oder mit Dachkapazität über einer leitenden Ebene ist und die Fußpunktsimpedanz des gefalteten Monopols durch passende Wahl der Antennenhöhe und des Abstandes der beiden parallelen Drähte auf den optimalen Wert z_{Aopt} eingestellt wird.
5. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine symmetrische Antenne als Schleife oder als Faltdipol oder als kapazitiv belasteter Faltdipol ausgebildet ist, und der Transistor mit den beiden in Anspruch 1 genannten Anschlüssen an einem Symmetriepunkt der Antenne angeschlossen wird und die Zuleitung zum dritten Transistoranschluß koaxial durch das Innere der rohrförmig ausgebildeten Antennenleiter geführt wird und als koaxiale Leitung aus dem zweiten Symmetriepunkt der Antenne austritt, wobei die am Anschlußpunkt des Transistors erscheinende Impedanz der Antenne durch passende Wahl der Antennenform, der Drahtlänge, der Drahtdicke und des Drahtabstandes auf den optimalen Wert z_{Aopt} eingestellt wird.
6. Anordnung nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß parallel zum gefalteten Teil der Antenne ein weiterer Leiter derart angebracht ist, daß dieser Zusatzleiter zusammen mit den anderen Leitern ein weiteres Resonanzgebilde ergibt, dessen Resonanzfrequenz innerhalb des Betriebsfrequenzbereichs der Antenne liegt.
7. Anordnung nach Anspruch 4 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die in der Impedanzkurve in der komplexen Widerstandsebene in Abhängigkeit von der Frequenz auftretende Kurvenschleife durch passende Wahl der Antennenform, der Antennenhöhe, der Drahtdicke und des Drahtabstandes hinsichtlich ihrer Lage und ihrer Größe

in der komplexen Widerstandsebene so eingestellt wird, daß die Kurvenschleife im Bereich der Betriebsfrequenzen liegt und in diesem Frequenzbereich einmal oder zweimal durch den Wert Z_{Aopt} geht oder die Kurvenschleife den Punkt Z_{Aopt} vollständig umschließt.

8. Antenne nach Anspruch 4 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Gegentaktkreis (oder die Gegentaktkreise) der gefalteten Antenne durch Einbringen von Dielektrikum und / oder durch teilweise kapazitiv wirkende Verdickung der Leiter und / oder durch zusätzliche Kurzschlußbügel hinsichtlich Resonanzfrequenz und Frequenzabhängigkeit so beeinflußt wird, daß die in der komplexen Widerstandsebene liegende Schleife der Impedanzkurve der Antenne eine für den vorgeschriebenen Frequenzbereich optimale Resonanzkurve gibt.

21 a 4 46-01 AT: 12.12.1967 OT: 20.08.1970

1591300

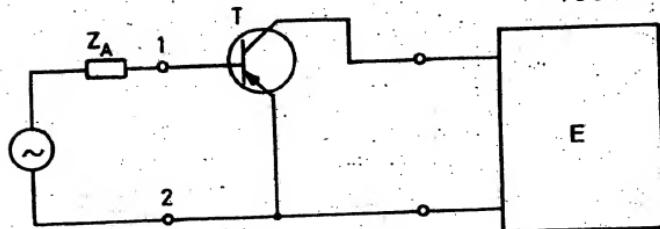


Fig.1

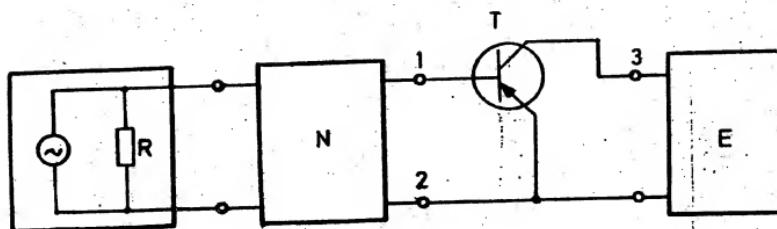


Fig.2

00983470337

ORIGINAL INSPECTED
COPY

1591300

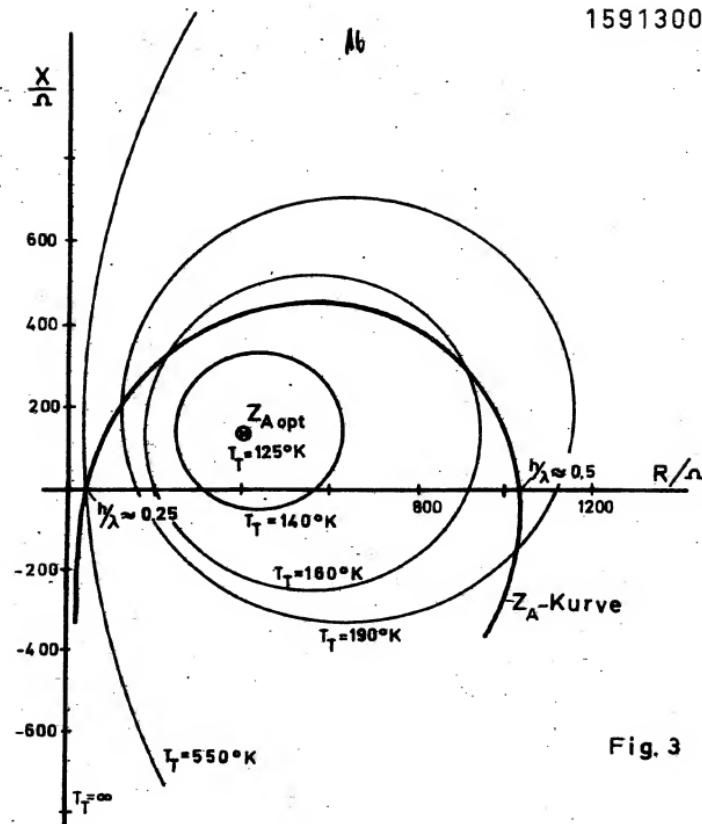
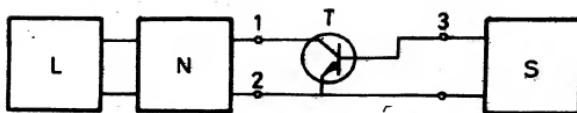
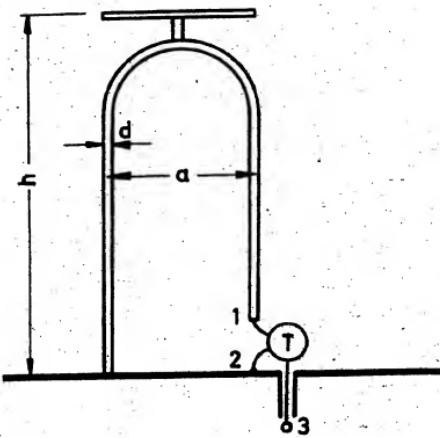
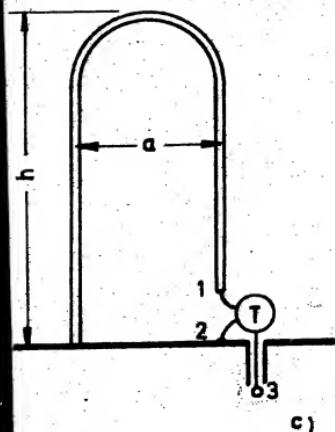
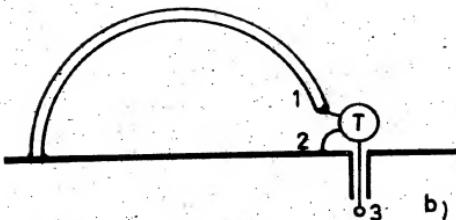
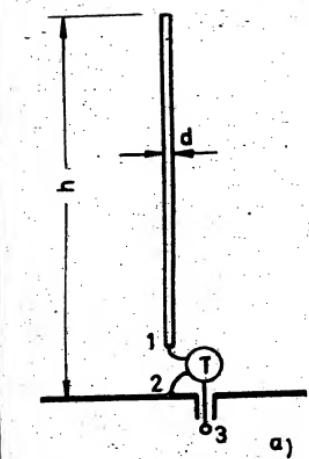


Fig. 3



009834/0337

Fig. 4



009834/0337

Fig.5

1591300

18

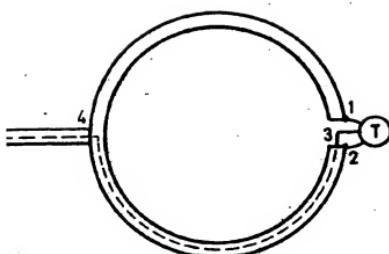


Fig. 6a

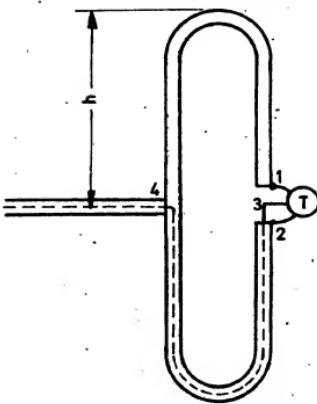
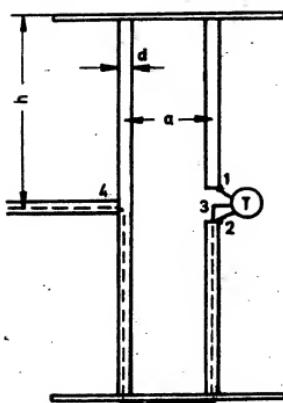


Fig. 6b



ORIGINAL INSPECTED
Fig. 6009834/0337

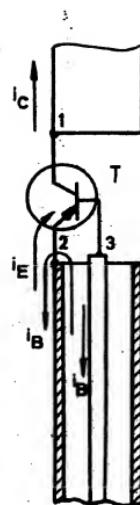


Fig. 7

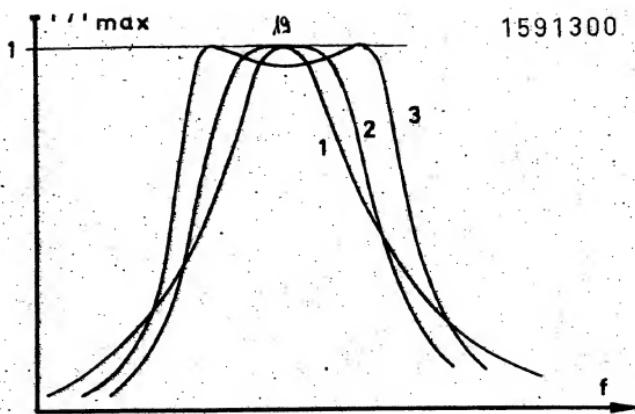


Fig.8

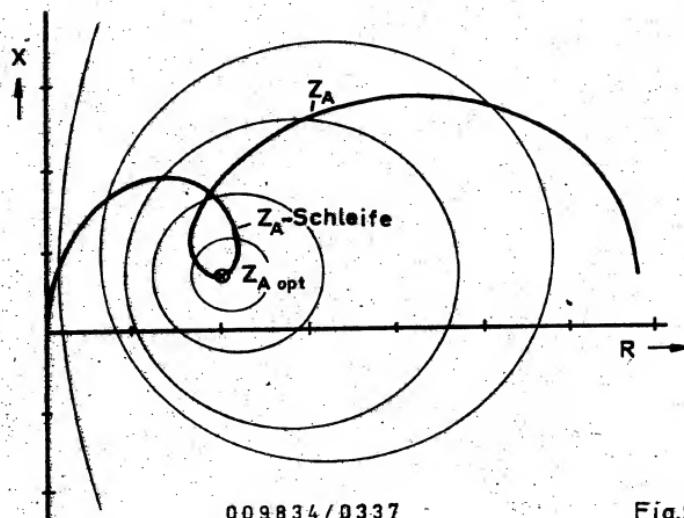


Fig.9

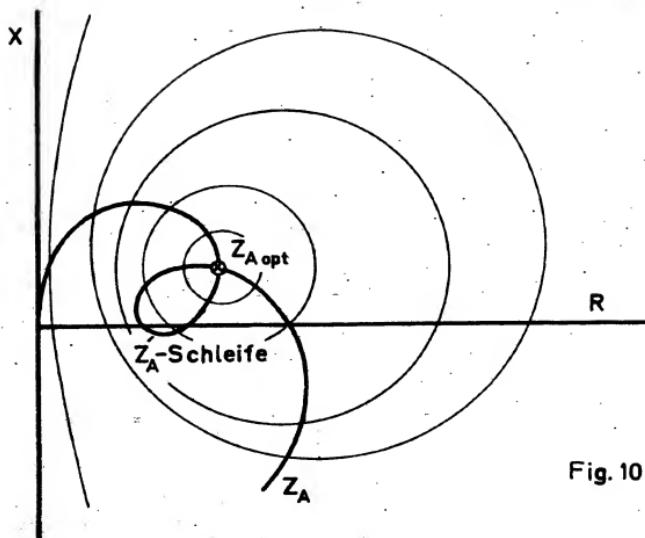
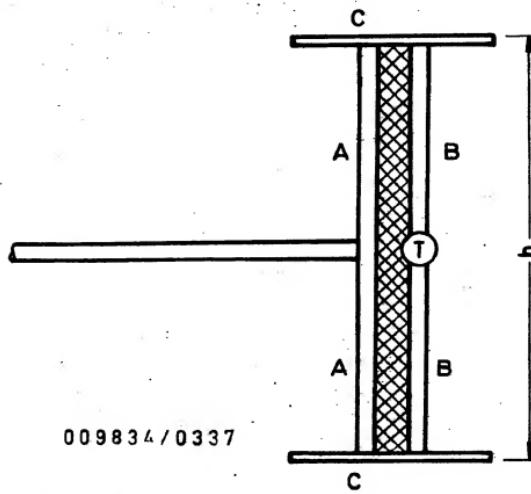
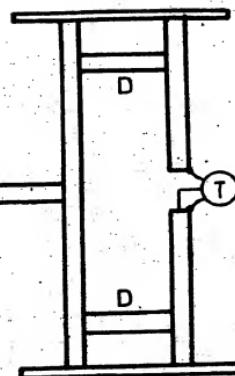
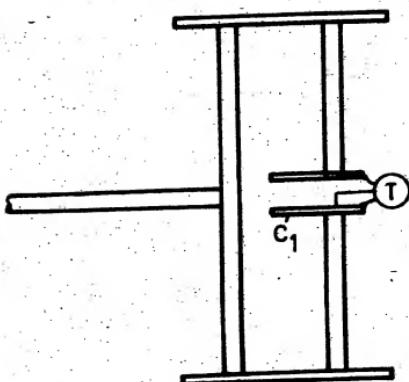


Fig. 10



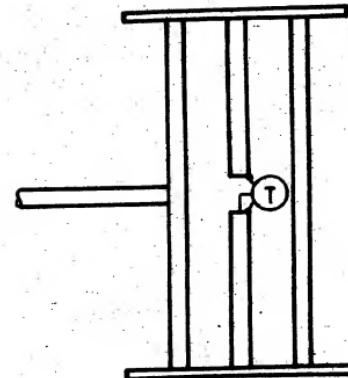
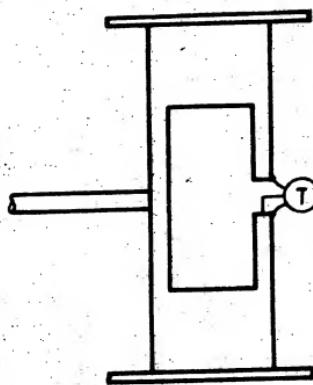
009834/0337

Fig. 11



a)

b)



c)

d)

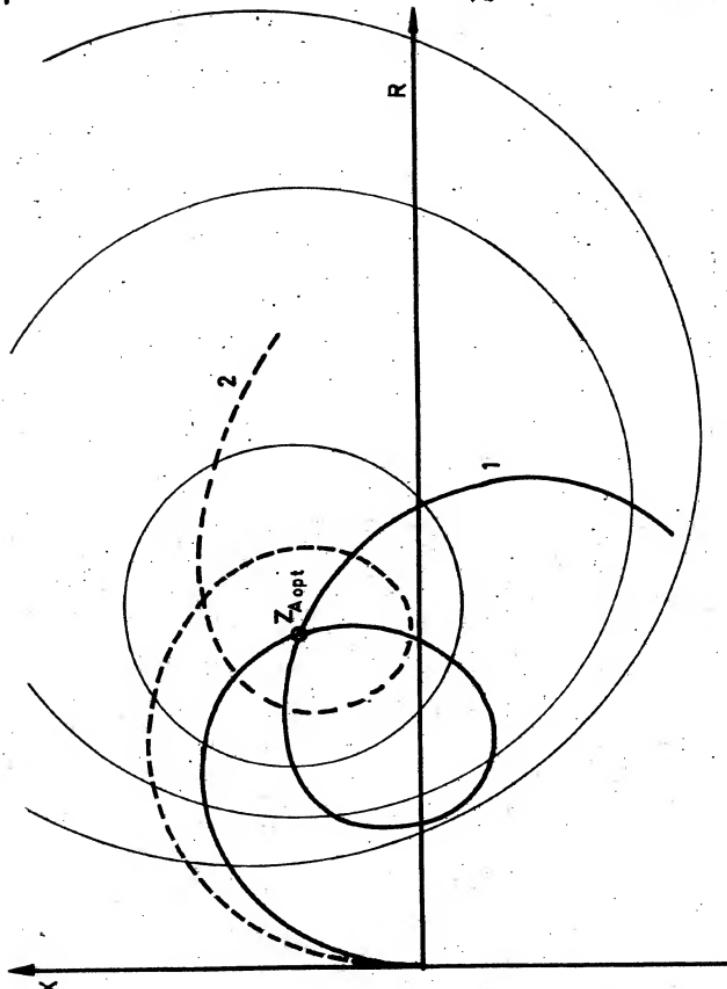
009834/0337

Fig. 12

21

1591300

Fig. 13



009834/0337

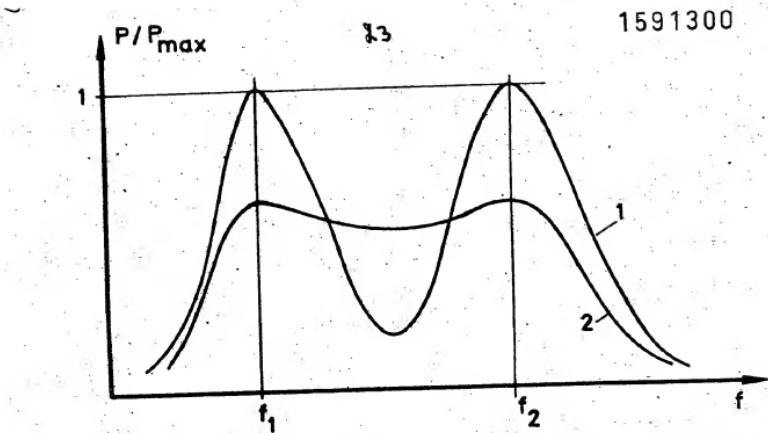


Fig. 14

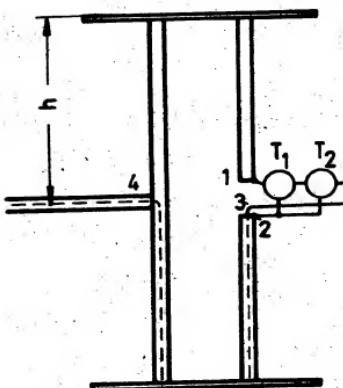
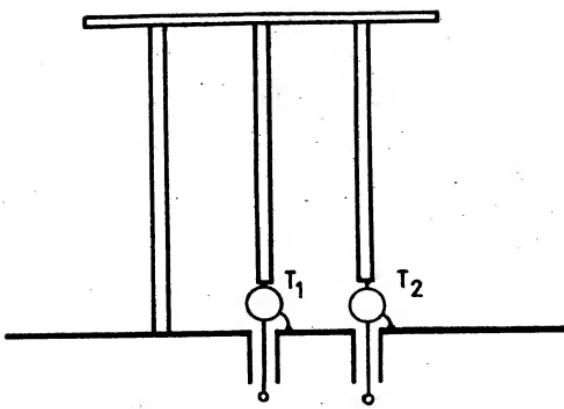
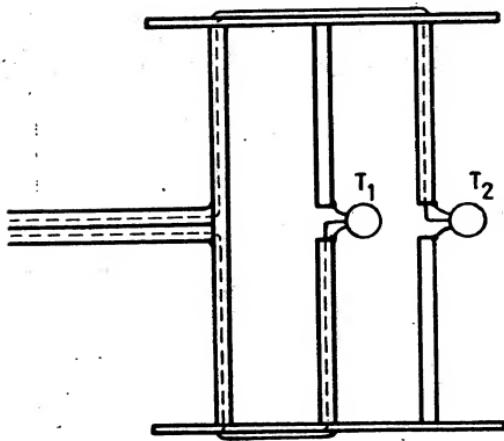


Fig. 15

009834/0337



a)



b)

Fig. 16
009834 / 0337 ORIGINAL INSPECTED

COPY